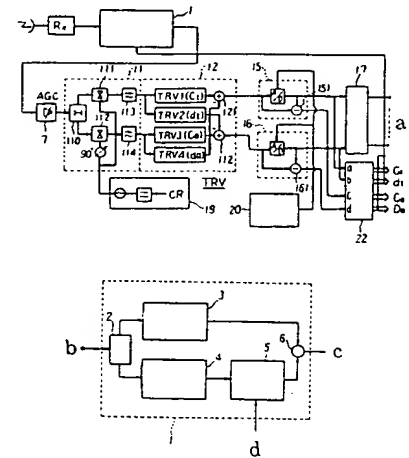


(54) AUTOMATIC AMPLITUDE EQUALIZATION CIRCUIT

(11) 1-74830 (A) (43) 20.3.1989 (19) JP
 (21) Appl. No. 62-233051 (22) 17.9.1987
 (71) FUJITSU LTD (72) MASAYUKI ONUKI
 (51) Int. Cl. H04B7/005, H04B3/06, H04L27/00

PURPOSE: To realize inexpensive amplitude equalization, by using a tap control signal for a transversal filter for eliminating an orthogonal component out of the transversal filters as a control signal for a primary amplitude equalizer.

CONSTITUTION: Primary distortion is compensated by converting a signal received by a receiver Rx to an intermediate frequency signal and supplying it to the primary amplitude equalizer 1. The output signal of the equalizer 1 is supplied to the transversal filter TRV, and two detection signals in which a multivalue QAM or an multiple phase PSK modulator intersect orthogonally are equalized. As the control voltage of a variable attenuator 5 in the filter 1, a tap control voltage for the transversal filters TRV 2 and TRV4 for eliminating the orthogonal component in the filter TRV, that is, the output dI and dQ of a correlation detection circuit 22 are used. Furthermore, it is possible to expand the control range of the attenuator 5 by using a central tap control signal for the output dI and dQ. In such a way, it is possible to compensate the primary amplitude distortion with inexpensive constitution.



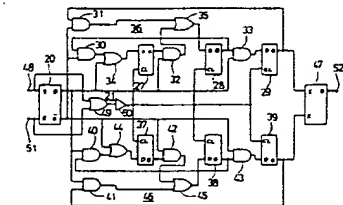
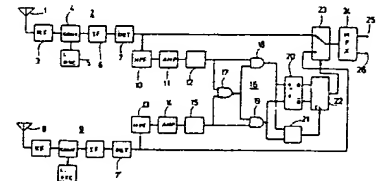
3: positive inclination primary amplitude equalizer, 4: negative inclination primary amplitude equalizer, 17: buffer circuit, 20: timing generation circuit, a: parallel output, b: input, c: output, d: tap control voltage from TRV

(54) FM RADIO RECEIVER

(11) 1-74831 (A) (43) 20.3.1989 (19) JP
 (21) Appl. No. 62-232922 (22) 17.9.1987
 (71) SANYO ELECTRIC CO LTD (72) HIROHISA SUZUKI(1)
 (51) Int. Cl. H04B7/08

PURPOSE: To satisfactorily keep a receiving state, by supplying a pulse corresponding to noises included in signals received by two antennas to a shift register possible to be shifted horizontally, and selecting a signal with a few of noise by the computed output of the shift register.

CONSTITUTION: The signal received by the antenna 1 is processed at a tuner part 2, and is impressed on a stereo multiplex circuit 24 via a switching circuit 23. Thereby, a right and a left stereo signals are generated at output terminals 25 and 26. At this time, the signal received by the antenna 8 is processed at a tuner part 9, however, since the circuit 23 is set at a state as shown in figure, the signal is not impressed on the circuit 24. Pulse generation circuits 12 and 15 generate pulse signals corresponding to the received noise, and the shift register 36 in an arithmetic circuit 22 performs right shift corresponding to the output pulse of the circuit 12, and the shift register 46 performs left shift corresponding to the output pulse of the circuit 15. The circuit 23 is switched corresponding to the output signal of the circuit 22. Thus, it is possible to select a satisfactory receiving state with a few of noise with a simple constitution.



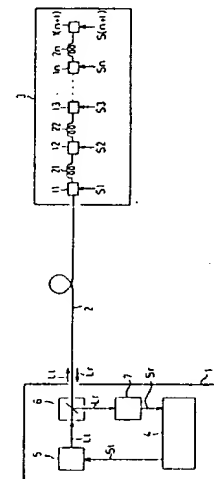
21: CL generation circuit

(54) OPTICAL FIBER SENSOR DEVICE

(11) 1-74832 (A) (43) 20.3.1989 (19) JP
 (21) Appl. No. 62-231174 (22) 17.9.1987
 (71) OKI ELECTRIC IND CO LTD (72) HARUSHIGE URATA
 (51) Int. Cl. H04B9/00, G08C15/00, G08C23/00

PURPOSE: To realize photometry for plural objects, by delivering a light pulse signal to an optical sensor terminal in which plural optical sensors and optical delay lines are connected alternately and in series via an optical fiber, and detecting rearward scattered light from the sensor terminal.

CONSTITUTION: In the optical sensor terminal 3, optical sensors 11~1(n+1) are connected alternately and in series via the optical delay lines 21~2n which delay the optical pulse signals Lt, respectively. An electrical pulse signal St is supplied from a control monitor part 4 to an electrooptical converter 5, and a converted signal Lt is radiated to the optical fiber 2 and the terminal 3 via a directional coupler 6. According to the progression of the signal Lt, the rear scattered light Lr is supplied from each of the optical fiber 2, the sensors 11~1(n+1), and the delay lines 21~2n to a rear scattered light measurement system 1. The monitor part 4 detects the change of a receiving power in an electrical signal Sr arriving at a time when the only time corresponding to the sensors 11~1(n+1) elapses after delivering the signal St, thereby, it is possible to perform the photometry for the plural objects.



7: optical-electrical converter

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭64-74830

⑬ Int. Cl.⁴

H 04 B 7/005
3/06

識別記号

庁内整理番号

7323-5K
C-7323-5K
E-7323-5K
K-8226-5K

⑭ 公開 昭和64年(1989)3月20日

H 04 L 27/00

審査請求 未請求 発明の数 1 (全6頁)

⑮ 発明の名称 自動振幅等化回路

⑯ 特 願 昭62-233051

⑰ 出 願 昭62(1987)9月17日

⑱ 発 明 者 大 貫 政 幸 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社
内

⑲ 出 願 人 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

⑳ 代 理 人 弁理士 井 桁 貞一

頁 数 書 名

1. 発明の名称 自動振幅等化回路

2. 特許請求の範囲

(1) 一次振幅等化器(1)と、多値QAM又は多相PSK復調器の直交する2つの検波信号をそれぞれ等化するトランスバーサルフィルタ(TRV)とを有し、該一次振幅等化器(1)の制御信号として、該トランスバーサルフィルタ(TRV)の内の直交成分除去用のものに対するタップ制御信号を用いることを特徴とした自動振幅等化回路。

(2) 前記タップ制御信号が、中心タップ制御信号である特許請求の範囲第1項に記載の自動振幅等化回路。

3. 発明の詳細な説明

[概 要]

無線伝送路で発生する選択性フェージングによる振幅歪のうち、一次成分の振幅歪を等化するた

めの自動振幅等化回路に関し、

簡易で廉価な構成のものを實現することを目的とし、

一次振幅等化器と、多値QAM又は多相PSK復調器の直交する2つの検波信号をそれぞれ等化するトランスバーサルフィルタとを有し、該一次振幅等化器の制御信号として、該トランスバーサルフィルタの内の直交成分除去用のものに対するタップ制御信号を用いた構成とする。

(産業上の利用分野)

本発明は、自動振幅等化回路に関し、特に無線伝送路で発生する選択性フェージングによる振幅歪のうち、一次成分の振幅歪を等化するための自動振幅等化回路に関するものである。

マイクロ波帯等におけるデジタル無線伝送路においては、周波数選択性フェージングによって伝送帯域内が平坦でない周波数特性となり、変復調方式によっては伝送品質を著しく劣化させる要因となる。特に多値QAM方式においては、その

影響が大きいものである。従って、周波数選択性フェージングによる周波数振幅特性を補償する必要がある。

〔従来の技術〕

第5図は本出願人に係る特願昭61-191636号に開示された無線受信装置に用いられる従来の自動振幅等化回路を示した図で、図中、1aは可変振幅等化器（スロープ等化器）で、分配器（ハイブリッドコイル）2と、正傾斜一次振幅等化器3と、負傾斜一次振幅等化器4と、可変減衰器5と、合成器6と、で構成され、合成器6の出力にはAGC（自動利得制御）増幅器7が接続されている。このAGC増幅器7からは出力信号が取り出されるとともに検出回路8及び制御回路9を経て可変減衰器5をフィードバック制御する。検出回路8はAGC回路7の出力を選択周波数の異なる2つのバンドパスフィルタ81と82を通し、それぞれ検波器83と84を介して制御回路9に送り、制御電圧を発生する。

図に示す周波数 f_0 、 f_1 、 f_2 のみを通過させるバンドパスフィルタとしてQが数100にもなる狭帯域のフィルタを用いなければならないため、非常に高価な装置になってしまうという問題点があった。

従って、本発明は、簡易で廉価な構成の自動振幅等化回路を実現することを目的とする。

〔問題点を解決するための手段〕

第1図は本発明に係る自動振幅等化回路の原理を説明する図であり、本発明では特に一次振幅等化器1の制御信号として、多値QAM又は多相PSK復調器の直交する2つの検波信号をそれぞれ等化するトランスバーサルフィルタTRVの内の直交成分除去用のものに対するタップ制御信号を用いている。

このタップ制御信号には、中心タップ制御信号を用いることが好ましい。

今、送信側の変調方式がQAMであるとする、この可変振幅等化器1aに入力される中間周波数 f_0 (70MHz)に対しては両側波が生じ、これに一次の歪が入った場合には、第6図に示すように両側波の周波数 f_1 と f_2 の振幅は等しくなくなる。

第5図に示した回路では、AGC回路7により一定の信号レベルに増幅して出力し、その出力信号中の第6図に示したような周波数を、フィルタ81及び82並びに検波器83及び84により求め、その振幅等化残差を制御回路9で検出する。

これにより、一次振幅等化残差が最小となるように可変減衰器5を制御回路9が制御すると、フェージングによる周波数振幅特性の一次成分を等化して平坦にすることができる。

この場合、可変減衰器5のみを用いてもよいし、図示のように他方に固定減衰器5aを挿入してもよい。

〔発明が解決しようとする問題点〕

このような従来の自動振幅等化回路では、第6

〔作 用〕

本発明の自動振幅等化回路では、高価なバンドパスフィルタを用いず、多値QAM又は多相PSK復調器の直交する2つの検波信号をそれぞれ等化するトランスバーサルフィルタTRVの内の直交成分除去用のものに対するタップ制御信号を用いて一次振幅等化器1を制御しているが、この原理について以下に説明する。

直交するI軸とQ軸のベースバンド信号を、 $A_1 \cos \phi_1$ 、 $A_2 \cos \phi_2$ (A_1 、 A_2 、 ϕ_1 、 ϕ_2 は共に時間の関数) とし、搬送波をそれぞれ、 $\cos \omega t$ 、 $\sin \omega t$ とすると、変調波は、

$$A_1 \cos \phi_1 \cos \omega t + A_2 \cos \phi_2 \sin \omega t \\ = 1/2 [A_1 \cos(\omega t + \phi_1) + A_1 \cos(\omega t - \phi_1) \\ + A_2 \sin(\omega t + \phi_2) + A_2 \sin(\omega t - \phi_2)]$$

となる。この式の右辺の第1項と第3項は上側波の振幅に、第2項と第4項は下側波の振幅にそれぞれ対応する。

ここで、無線伝送路の一次傾斜振幅特性により上側波は第6図に示すように、 $(1+k)$ 倍、下

側波は $(1-k)$ 倍になったとする (但し、 $k = -1 \sim 1$ の定数) と、一次振幅等化器 1 の受信波は、

$$\begin{aligned} & 1/2 \{ (1+k) A_1 \cos(\omega t + \phi_1) \\ & + (1-k) A_1 \cos(\omega t - \phi_1) \\ & + (1+k) A_2 \sin(\omega t + \phi_2) \\ & + (1-k) A_2 \sin(\omega t - \phi_2) \} \end{aligned}$$

となる。従って、送信した元の変調波信号との差、即ち差成分は、

$$\begin{aligned} & k/2 \{ A_1 \cos(\omega t + \phi_1) - A_1 \cos(\omega t - \phi_1) \\ & + A_2 \sin(\omega t + \phi_2) - A_2 \sin(\omega t - \phi_2) \} \\ & = -k A_1 \sin \phi_1 \sin \omega t + k A_1 \sin \phi_1 \cos \omega t \\ & = -k A_2 \cos(\phi_2 - \pi/2) \cos \omega t \\ & + k A_2 \cos(\phi_2 + \pi/2) \sin \omega t \end{aligned}$$

となる。このことは、I 軸と Q 軸のベースバンド信号 $A_1 \cos \phi_1$ 、 $A_2 \cos \phi_2$ がそれぞれ上記の歪を受けた形で変調されることになるので、実際の変調波は、

$$\begin{aligned} & \{ A_1 \cos \phi_1 + k A_2 \cos(\phi_2 - \pi/2) \} \cos \omega t \\ & + \{ A_2 \cos \phi_2 + k A_1 \cos(\phi_1 + \pi/2) \} \sin \omega t \end{aligned}$$

第 2 図は本発明に係る自動振幅等化回路を組み込んだデジタル無線受信装置の一実施例を示し、特に送信側で QAM 変調を受けた場合について示している。

このデジタル無線受信送信は、受信機 Rx、一次振幅等化器 1、AGC 回路 7、復調器 11、波形等化器 12、多値識別器 15、16、バッファ回路 17、及び相関検出回路 18 で構成されている。

受信機 Rx では受信信号を中間周波数信号 1F に変換し、一次振幅等化器 1 ではこの中間周波数信号の一次歪を補償し、AGC 回路 7 で一定レベルの信号にして復調器 11 に送る。

一次振幅等化器 1 の一実施例が第 3 図に示されており、これは、入力信号を分配器 2 を介して発生する正傾斜一次振幅等化器 3 及び負傾斜一次振幅等化器 4 の出力を、少なくとも何れか一方を可変減衰器 5 を介して合成器 6 により合成する可変振幅等化器である。そして、この実施例では、可変減衰器 5 の制御電圧として、多値 QAM 又は多

となり、これを復調すると、I 軸と Q 軸のベースバンド信号はそれぞれ、

$$A_1 \cos \phi_1 + k A_2 \cos(\phi_2 - \pi/2) \text{ と、}$$

$$A_2 \cos \phi_2 + k A_1 \cos(\phi_1 - \pi/2) \text{ と}$$

になり、互いに直交した成分の干渉を受ける。

一方、トランスバーサルフィルタ TRV のタップ制御信号は、この直交成分を除去するように与えられるため、この信号から直交成分の干渉の極性と大きさが分かり、更に一次傾斜の正負と傾きが判断できる。

従って、一次振幅歪を等化するには、I 軸又は Q 軸信号の直交成分に対するトランスバーサルフィルタ TRV のタップ制御信号を用いればよい。

尚、タップ制御電圧としては、中心タップ制御電圧が最も変動の大きいものであるため、一次歪の補償には中心タップ制御電圧を用いることが好ましい。

(実施例)

以下、本発明の実施例について説明する。

相 P S K 復調器の直交する 2 つの検波信号をそれぞれ等化するトランスバーサルフィルタ TRV 内の直交成分除去用のものに対するタップ制御電圧を用いている。

復調器 11 においては、ハイブリッド回路 110 で 2 つに分岐された信号はそれぞれ同期検波器 111、112 に入力される。同期検波器 111、112 には、それぞれ $\pi/2$ だけ位相が異なり、搬送波再生回路 19 より導かれる受信信号から抽出した基準搬送波が入力される。従って、同期検波器 111、112 に入力された信号は各々同期検波され、その出力は低域ろ波器 113、114 を介して等化器 12 に入力される。

低域ろ波器 113 から出力される信号は直交振幅変調された I 軸信号に対応する復調出力であり、一方、低域ろ波器 114 から出力される信号は直交振幅変調された Q 軸信号の復調出力である。

等化器 12 はトランスバーサルフィルタ TRV1 ~ TRV4 及び合成器 121、123 で構成される。トランスバーサルフィルタ TRV1 ~ TRV4 はそれぞれ同一構

成の周知のものである。

このトランスバーサルフィルタの各タップ係数器は相関検出回路18の出力によって制御される。

また、トランスバーサルフィルタTRV2がトランスバーサルフィルタTRV3の出力に、トランスバーサルフィルタTRV4の出力がトランスバーサルフィルタTRV1の出力に、それぞれ合成器122及び121で合成されている。これはI軸、Q軸の信号がそれぞれ他方の信号に与える漏れ込み(干渉)を等化するためである。

従って、合成器121からの出力は等化されたI軸の信号が出力され、合成器122からは等化されたQ軸の信号が出力される。

多値識別器15及び16はA/D変換器で構成され、それぞれ等化されたI軸、Q軸の信号振幅を4値(2²)について識別し振幅に対応する各々2ビットの2値信号をタイミング再生回路20からのクロックに従って出力するものである。

多値識別器15及び16からの4ビットの2値化されたデジタル信号はバッファ回路17に入

から発生される。この判定出力に応じ等化器12のトランスバーサルフィルタTRV1~TRV4のタップ係数器を制御して波形歪を等化する。

第4図に例示するトランスバーサルフィルタTRV1(他のトランスバーサルフィルタの構成も全く同様である)は連続接続された4つの遅延素子31~34を有し、それぞれの入出力にはタップ係数器35~39が接続されている。更に、タップ係数器35~39の出力を加算器30で合成している。遅延素子31~34は遅延線あるいはフリップフロップ回路で構成できる。

タップ係数器35~39はそれぞれ相関検出回路18のC_i端子(この場合、並列5ビット端子)に接続されている。

従って、相関検出回路18からの出力C_iはトランスバーサルフィルタTRV1のそれぞれ第4図の対応するタップ係数器35~39に入力され、タップ係数を制御し、その出力振幅及び極性を制御して誤差検出回路151からの誤差信号が零になるようにする。

力され、2値化信号を4ビットの並列信号に変換し出力する。

多値識別器15及び16はそれぞれ誤差検出回路151、161を有しており、誤差検出回路151、161は各々多値識別時点が必要とする信号レベルとの誤差(A/D変換誤差)を検出するものである。

誤差検出回路151、161はそれぞれ相関検出回路18の入力端子c、dに接続されI軸、Q軸の誤差信号を入力する。

相関検出回路18は更に多値識別器15及び16からの識別された2ビットの出力信号が入力端子a及びbに入力される。

そして端子c、dに入力されたI軸及びQ軸の誤差がそれぞれ多値識別すべきパルスの前後のどのパルスから生じたのかを誤差ビット(最上位ビット)と端子a、bからの識別ビット値から相関を判定する。この判定結果は、トランスバーサルフィルタTRV1~TRV4のそれぞれのタップ制御電圧C_i、d_i、C_o、d_oとして相関検出回路18

このようにして相関検出回路18の出力d_i、C_o、d_oも同様にトランスバーサルフィルタTRV2~4の対応するタップ係数器を制御する。

ここで、本発明の自動振幅等化回路では、相関検出回路18の出力C_i、d_i、C_o、d_oのうち、既に述べたように相互に漏れ込んだ直交成分を除去するためのトランスバーサルフィルタTRV2及びTRV4へのタップ制御電圧、即ちd_i及びd_oを用いて一次振幅等化器1の可変減衰器5を制御することとなる。

そして、更にトランスバーサルフィルタTRV2及びTRV4へのタップ制御電圧d_i及びd_oのうち、その中心タップ係数器(第4図の例ではタップ係数器37)の制御電圧を用いることにより、可変減衰器5の制御範囲を広くすることができる。

尚、上記の説明では、QAM変復調を例にとったが、これに限定されず、直交成分を等化するような多相PSK変復調方式においても本発明を適用することができる。

【発明の効果】

以上説明したように、本発明に係る自動振幅等化回路では狭帯域のバンドパスフィルタを用いず、受信装置の復調回路に設けられているトランスバーサルフィルタの直交成分除去用のものに対するタップ制御電圧を用いて可変振幅等化器の可変減衰器を制御したので、既存の受信装置に簡単な改造を加えるだけで廉価な振幅等化器を実現することができる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の自動振幅等化回路の原理を示す図、

第2図は本発明に係る自動振幅等化回路の一実施例を示す図、

第3図は本発明に係る自動振幅等化回路に用いる一次振幅等化器の一実施例を示すブロック図、

第4図は一般的なトランスバーサルフィルタの一構成例を示す図、

第5図は従来の自動振幅等化回路の一構成例を示す図、

示すブロック図、

第6図は一次歪を説明するための図、である。

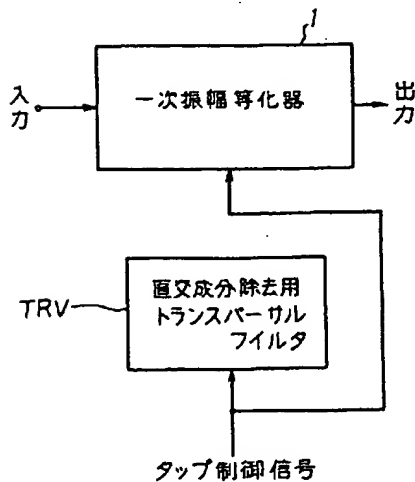
第1図において、

1…一次振幅等化器、

TRV…トランスバーサルフィルタ、

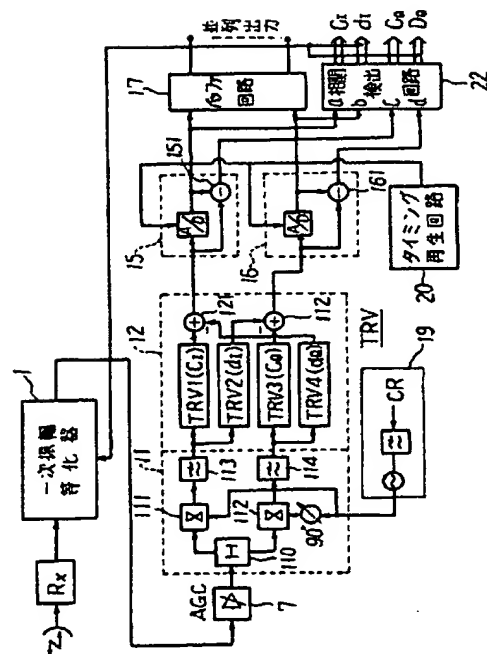
尚、図中、同一符号は同一又は相当部分を示す。

代理人 弁理士 井 術 貞



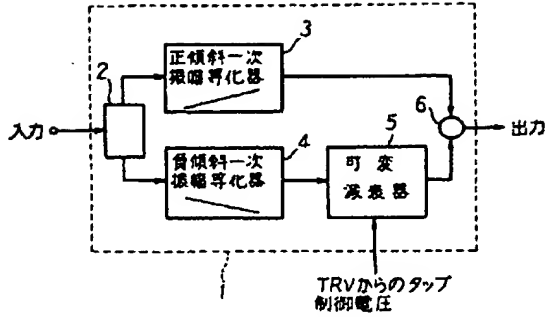
本発明に係る自動振幅等化回路の原理ブロック図

第1図

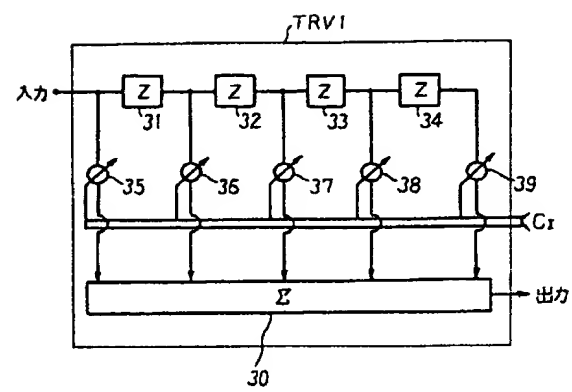


本発明の一実施例

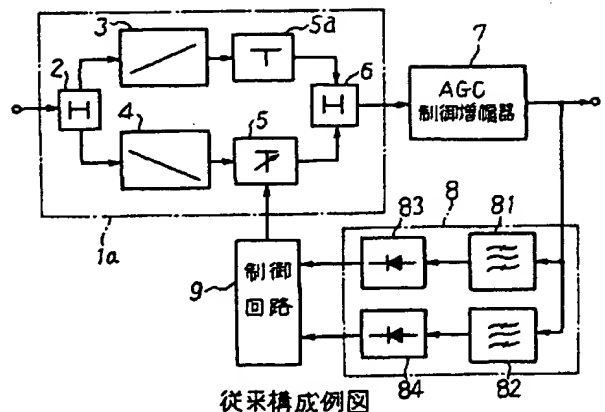
第2図



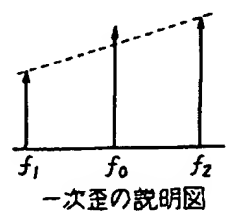
第 3 図



第 4 図



従来構成例図
第 5 図



第 6 図